

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-084742

(43)Date of publication of application : 22.03.2002

(51)Int.Cl.

H02M 3/155

H01L 27/04

H01L 21/822

(21)Application number : 2000-267828

(71)Applicant : SHARP CORP

(22)Date of filing : 04.09.2000

(72)Inventor : YAHARA HIDEKI

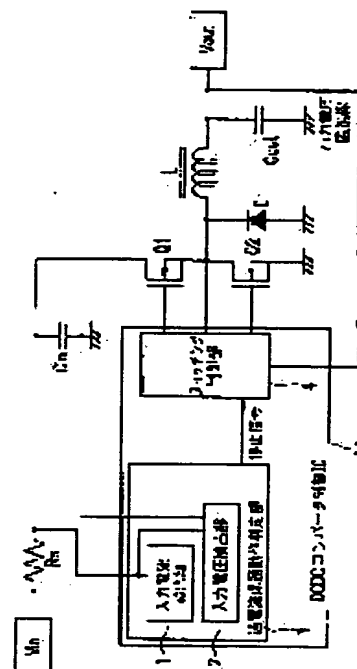
(54) CONTROL METHOD FOR OVERCURRENT PROTECTING OPERATION OF STEP-DOWN DC-DC CONVERTER, JUDGING INTEGRATED CIRCUIT FOR OVERCURRENT PROTECTING OPERATION OF STEP-DOWN DC-DC CONVERTER, JUDGING CIRCUIT MODULE FOR OVERCURRENT PROTECTING OPERATION OF STEP-DOWN DC-DC CONVERTER, CONTROL INTEGRATED CIRCUIT OF STEP-DOWN DC-DC CONVERTER, AND BOARD FOR COMPUTER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To prevent conversion efficiency drop of a step-down DC-DC converter that outputs large low-voltage current and enhance the accuracy of the threshold at which the overcurrent protecting function is actuated.

SOLUTION: A sensor resistor  $R_s$  is inserted on the side of an input portion  $V_{in}$  and using current and voltage detected at an input current detecting portion 1 and an input voltage detecting portion 2, it is judged whether operation is in a normal operation range. If it is judged that operation is out of the normal operation range, a stop signal is outputted from an overcurrent protecting operation judging portion 3 to a switch control portion 4.

Since the sensor resistor is inserted in the input portion side, loss due to the resistor is reduced. Since the accurate sensor resistor is used to detect currents and voltages, detecting accuracy is ensured. Since it is judged in terms both of current and of voltage whether operation is in the normal operation range, fluctuation in the input voltage can be coped with. Since the sensor resistor is placed on the input side, the number of parts can be reduced by one on the output side where large currents are passed, and thus the degree of freedom in designing and the heat radiating capability can be enhanced.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]  
[Patent number]  
[Date of registration]  
[Number of appeal against examiner's decision  
of rejection]  
[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]  
[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号  
特開2002-84742  
(P2002-84742A)

(43)公開日 平成14年3月22日(2002.3.22)

(51)Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テーマコード(参考)
H 0 2 M 3/155		H 0 2 M 3/155	C 5 F 0 3 8
H 0 1 L 27/04		H 0 1 L 27/04	H 5 H 7 3 0
21/822			H

審査請求 未請求 請求項の数6 O L (全 14 頁)

(21)出願番号 特願2000-267828(P2000-267828)

(22)出願日 平成12年9月4日(2000.9.4)

(71)出願人 000005049

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

(72)発明者 矢原 英樹

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

シャープ株式会社内

(74)代理人 100078282

弁理士 山本 秀策

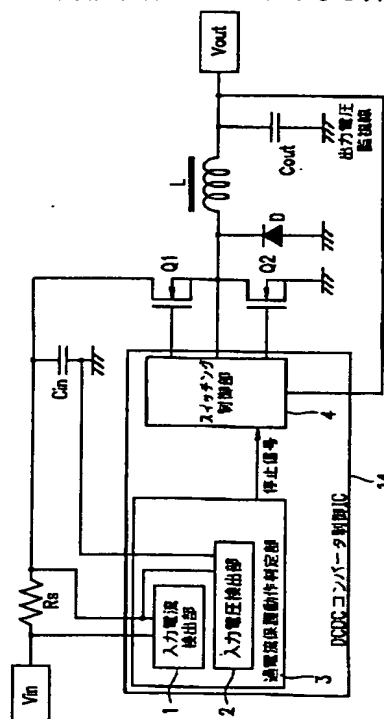
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 降圧DCDCコンバータの過電流保護動作制御方法、降圧DCDCコンバータの過電流保護動作判定集積回路、降圧DCDCコンバータの過電流保護動作判定回路モジュールおよび降圧DCD

(57)【要約】

【課題】 低電圧大電流を出力する降圧DCDCコンバータにおいて、変換効率の低下を防ぎ、過電流保護機能が作動する閾値の精度を向上させる。

【解決手段】 入力部 $V_{in}$ 側にセンス抵抗 $R_s$ を挿入し、入力電流検出部1と入力電圧検出部2で検出した電流値と電圧値を用いて正常動作域か否かを判断する。正常動作域外と判断した場合、過電流保護動作判定部3からスイッチング制御部4に停止信号を出力する。入力部側にセンス抵抗を挿入するため、センス抵抗によるロスが低減される。精度が高いセンス抵抗を用いて電流と電圧を検出するため、検出精度が確保される。電流と電圧の両面で正常動作域か否かを判定するため、入力電圧の変動に対応できる。センス抵抗を入力側に配置するため、大電流が流れる出力側で部品を1点少なくして、設計自由度や放熱性を向上できる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力電源電圧の変動を許容し、入力された電源電圧を変換して降圧した電圧を出力する降圧DCDCコンバータに対して過電流保護動作を制御するための方法であって、

降圧DCDCコンバータの電源電圧入力部側にセンス抵抗を挿入して入力部側の電圧値および電流値を検出し、検出した両値および両値から計算した電力値が正常動作域であるか否かを判断し、

いずれかの値が正常動作域外であると判断された場合に、スイッチングを制御する制御用回路を出力停止状態にするように制御する降圧DCDCコンバータの過電流保護動作制御方法。

【請求項2】 入力電源電圧の変動を許容し、入力された電源電圧を変換して降圧した電圧を出力する降圧DCDCコンバータに対して過電流保護動作を行わせるか否かを判定するための制御回路であって、

降圧DCDCコンバータの電源電圧入力部から入力される電圧値および電流値を検出する手段と、

検出された両値および両値から計算した電力値が正常動作域であるか否かを判断する手段と、

いずれかの値が正常動作域外であると判断された場合に、降圧DCDCコンバータのスイッチングを制御する制御用回路に対して、出力停止状態にすることを指示する停止信号を出力する手段とを備えた降圧DCDCコンバータの過電流保護動作判定制御回路。

【請求項3】 入力電源電圧の変動を許容し、入力された電源電圧を変換して降圧した電圧を出力する降圧DCDCコンバータに対して過電流保護動作を行わせるか否かを判定するための回路モジュールであって、

降圧DCDCコンバータに対して電源電圧入力部から入力される電圧値および電流値を検出する手段と、

検出された両値および両値から計算した電力値が正常動作域であるか否かを判断する手段と、

いずれかの値が正常動作域外であると判断された場合に、降圧DCDCコンバータのスイッチングを制御する制御用回路に対して、出力停止状態にすることを指示する停止信号を出力する手段とがプリント基板上に配置された降圧DCDCコンバータの過電流保護動作判定回路モジュール。

【請求項4】 入力電源電圧の変動を許容し、入力された電源電圧を変換して降圧した電圧を出力する降圧DCDCコンバータを制御するための制御回路であって、降圧DCDCコンバータに対して電源電圧入力部から入力される電圧値および電流値を検出する手段と、検出された両値および両値から計算した電力値が正常動作域であるか否かを判断する手段と、降圧DCDCコンバータのスイッチングを制御する手段と、

いずれかの値が正常動作域外であると判断された場合

に、降圧DCDCコンバータのスイッチングを制御する手段に対して、出力停止状態にすることを指示する停止信号を出力する手段とを同一チップ内に備えた降圧DCDCコンバータの制御回路。

【請求項5】 降圧DCDCコンバータに対して電源電圧入力部から入力される電流を検知するためのセンス抵抗と、

請求項2に記載の降圧DCDCコンバータの過電流保護動作判定制御回路または請求項3に記載の降圧DCDCコンバータの過電流保護動作判定回路モジュールと、DCDCコンバータ制御ICを用いて過電流保護動作を制御した降圧DCDCコンバータによって、ターゲット回路に電源電圧を供給するコンピュータ用の基板。

【請求項6】 降圧DCDCコンバータに対して電源電圧入力部から入力される電流を検知するためのセンス抵抗と、

請求項4に記載の降圧DCDCコンバータの制御回路とを用いて過電流保護動作を制御した降圧DCDCコンバータによって、ターゲット回路に対して電源電圧を供給するコンピュータ用の基板。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、入力電圧が常時変動する携帯型PC（パーソナルコンピュータ）等、電池で動作する機器に好適に用いられる降圧DCDCコンバータの過電流保護動作制御方法、降圧DCDCコンバータの過電流保護動作判定制御回路、降圧DCDCコンバータの過電流保護動作判定回路モジュールおよび降圧DCDCコンバータの制御回路並びにコンピュータ用の基板に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 電池等の電圧が変動する直流（DC）電源から入力された電圧を変換して降圧する降圧DCDCコンバータにおいて、過電流保護機能（2次側電流が定められた電流値を超えるとその出力を停止する機能）が必要不可欠である。この機能を実現するためには、何らかの方法で負荷が過電流状態であることを検出する必要がある。既知の従来技術としては、以下のような3種類のもの一般的に知られている。

【0003】（従来技術1）出力部側に出力電流値検出用の抵抗器（センス抵抗 $R_s$ ）を挿入する方法

この方法では、図7に示すように、入力部 $V_{in}$ 、出力部 $V_{out}$ 、入力コンデンサ $C_{in}$ 、出力コンデンサ（平滑用コンデンサ） $C_{out}$ 、チョークコイル $L$ 、MOSFET  $Q1$ 、 $Q2$ 、およびDCDCコンバータ制御ICを備えたDCDCコンバータの出力部 $V_{out}$ 側にセンス抵抗 $R_s$ を挿入し、検出された出力電流値が正常動作域であるか否かをDCDCコンバータ制御ICに設けられた過電流保護動作判定部で判断する。そして、出力電流値が正常動作域外であると判断された場合に

は、DCDCコンバータ制御ICに設けられた降圧DCDCコンバータをスイッチング制御するスイッチング制御部に対して、保護機能部から出力停止を指定する停止信号を出力する。この方法は、広く一般的に用いられている方法であり、その検知精度は主としてセンス抵抗に依存するため、過電流の検知精度が高い。

【0004】しかし、この方法には以下のような問題がある。低電圧で大電流が出力される降圧DCDCコンバータにおいては、出力電圧に対するセンス抵抗による損失割合が大きくなるため効率が低下する。また、この方法では、基板上に部品を配置する際に、センス抵抗 $R_s$ をチョークコイルLと平滑コンデンサ（出力コンデンサ） $C_{out}$ との間に挿入する。ノイズの少ない良質な出力を実現するためには、入力コンデンサ $C_{in}$ 、センス抵抗 $R_s$ 、チョークコイルL、MOSFET Q1、Q2および出力コンデンサ $C_{out}$ が最短で接続されるように配置する必要がある。しかし、入力コンデンサ $C_{in}$ 、チョークコイルL、MOSFET Q1、Q2および出力コンデンサ $C_{out}$ はいずれも、それ自身が発熱する性質を有するため、元々高温になり易い。それに加えてセンス抵抗 $R_s$ での損失が大きければ、各構成部品の温度はさらに上昇して性能低下をもたらすことになる。

【0005】（従来技術2）MOSFET Q2のON抵抗値をセンス抵抗の代わりに用いる方法

この方法では、図8に示すように、MOSFET Q2がON状態のときにON抵抗により生じるMOSFET Q2のドレインソース間の電位差を測定し、電位差が一定値を超えたときに過電流状態であると判断して、降圧DCDCコンバータの動作を停止させる。この方法によれば、センス抵抗が不要となるので、その分だけロスが少なくなる。

【0006】しかし、この方法には以下のような問題がある。一般的に、量産されているMOSFETのON抵抗は、最大値は管理されているが最小値は管理されておらず、製造ばらつきが存在する。また、MOSFETのON抵抗値は正の温度係数を有しており、温度によってON抵抗は上昇し、かつ、その変動幅は大きい。よって、高温時に合わせて過電流保護動作の電流値を設定すると、低温時には設定された電流値で動作しなくなる。逆に、低温時に合わせて過電流保護動作の電流値を設定すると、高温時には誤動作してしまう。

【0007】（従来技術3）チョークコイルLの直流抵抗成分による電圧降下を用いて検知する方法

この方法では、図9に示すように、チョークコイルLが持っている抵抗成分による電圧降下を抽出するための受動回路網（DC抵抗成分分離回路網）を付加して電流を検知する。この方法によれば、上記（1）の方法で用いていた制御IC（図7の保護機能部およびスイッチング制御部）をそのまま用いてセンス抵抗を省くことができる場合がある。

【0008】しかし、この方法には以下のような問題がある。チョークコイルLの特性は、DC電流や温度によってインダクタンスの値が非常に大きく変化するため、固定常数の付加回路（DC抵抗成分分離回路網）によってインダクタンス成分を相殺することは困難であり、精度に問題が生じる。また、本来はチョークコイルLによってMOSFET Q1、Q2の急激なON/OFFによるスイッチングノイズが2次側（出力側）に伝わらないようになっているが、付加回路はチョークコイルLの両端にノイズを伝えるバイパスとなるように接続されるため、出力側にノイズが増え易い。

【0009】ところで、特開平5-199740号公報には、電流を検知するセンス抵抗を電源側（電源電圧入力側）に設置したDCDCコンバータの過電流保護回路が開示されている。しかし、この従来技術は直流昇圧回路のためのものであり、直流降圧回路のための本発明とは課題および解決手段が異なる。

【0010】後述するように、本発明は、CPU用の電源回路のように、低電圧で大電流を出力する降圧DCDCコンバータに固有の問題点である、出力側にセンス抵抗を入れた場合にセンス抵抗による効率低下が発生すること、およびセンス抵抗を省略した回路では過電流保護機能が作動する電流値が不定となる領域が拡大することという2つの課題を解決するためのものである。これに対して、特開平5-199740号公報には、その課題として「従来技術（タイマーラッチ方式や入力電流制限方式）で問題となっていた、負荷破壊または電源回路の焼損を解消する」と記載されている。

【0011】このように解決しようとする課題が異なることから、本発明と特開平5-199740号公報の技術の課題解決手段は当然異なっている。後述するように、本発明は携帯型PC用の電源回路（DCDCコンバータ）等のように入力電圧が常時変動するものを想定しており、保護動作の精度を上げるために入力電圧および入力電流の両方を検出して判定している。これに対して、特開平5-199740号公報の技術では、入力電圧を監視する機能は無く、入力電流値のみで判定している。従って、この従来技術では、入力電圧の変動により正常動作の入力電流が変動しても対応することができない。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】近年のコンピュータに使用されるCPUは、製造プロセスの微細化によって低駆動電圧化が進み、高クロック化の進行と共に消費電流が著しく増大している。例えば現時点で主力のパーソナルコンピュータ用CPUでは、DC1.3V～2.0V、10A～20Aの電源回路が必要となっている。

【0013】これに伴って、上述した従来技術1の方法では、電流検知のために設けたセンス抵抗での損失が増大し、変換効率の低下を招いている。例えば、同じ消費

電力で入力電圧の異なるCPUを想定した2種類の電源回路A(5V、3A)および電源回路B(1.5V、10A)を比較した場合、制御ICの過電流検知電圧を100mVとすると、電源回路Aの場合には、センス抵抗での損失が $3A \times 100mV = 300mW$ となり、電源回路Bの場合には、センス抵抗での損失が $10A \times 100mV = 1000mW$ となる。従って、より低電圧大電流を出力する電源回路であるBの方が効率が悪くなる。なお、過電流検知電圧を低下させるとノイズによりICの誤動作を招き易くなるために、容易には下げることができない。

【0014】また、実際に上記図7に示した回路を基板上に構成する場合、一般的には電源回路からの出力品質(リップル(FETのON、OFFに同期したノイズ)やスパイクノイズ(半導体等素子がON、OFFする瞬間に発生する歪状のノイズ))や効率の面から、MOSFET Q1、Q2、チョークコイルL、出力コンデンサCoutおよび入力コンデンサCinを各々最短距離で配線する。この場合、センス抵抗RsをチョークコイルLと出力コンデンサCoutとの間に挿入するためには、他の構成部品の近傍に配置しなければならず、これが基板レイアウトの際に大きな制約となることが多い。

【0015】さらに、電源回路構成部品(重負荷時に発熱の大きい順に並べると、チョークコイルL>MOSFET Q2、MOSFET Q1、センス抵抗Rs、>入力コンデンサCin>出力コンデンサCout)は動作中に発熱し、温度の上昇と共に電源回路としての効率が低下する。上記従来技術1の回路構成では、発熱が一箇所(チョークコイルL、MOSFET Q1、Q2およびセンス抵抗Rs)に集中するため、放熱能力に限界のある小型機器等に用いると、ターゲット回路の負荷が大きい重負荷時に、激しい温度上昇による構成部品の信頼性低下と、温度上昇を原因とした効率低下が発生する。

【0016】このような効率低下を防ぐために、上述した従来技術2および従来技術3の方法が考案されてすでに実用化されており、これによって効率面および発熱問題については改善されている。

【0017】しかし、これらの従来技術2および従来技術3の方法では、過電流保護の作動電流値の精度について、以下のような根本的な問題がある。上記従来技術2の方法ではMOSFETのON抵抗は、製造ばらつきおよび動作温度によって2倍以上も変化するという。また、上記従来技術3の方法でも、チョークコイルLを構成するコアの材質、巻き方、使用環境(温度、直流重量電流)等によってインダクタンスの値が非線形に変動し、これも2倍以上に変化するという。おそれがある。

【0018】従って、上記従来技術2および従来技術3の方法では、過電流保護機能が作動するか否かが不安定になる電流値の領域(不定領域)が大きく、正常動作時

の電流値が不定領域に絶対に入らないようにするためには、過電流保護機能が動作する電流値に不定領域分をマージンとして折り込む必要がある。しかし、このことは逆に、異常時に過電流保護機能が動作しない領域を広げることになり、特に、CPU用の電源回路のように低電圧で大電流が出力される電源回路では、過電流保護回路として動作しにくくなって、実用上では短絡保護回路としてしか動作しないおそれがある。

【0019】例えば、1.5V、10Aの電源回路を考えた場合、上記従来技術2および従来技術3の方法では、正常領域の2倍程度の不定領域を見込む必要があるため、荷電流保護機能が動作する電流値を20Aに設定して10Aでは動作しないようにする。一方、異常時に過電流保護機能が確実に動作するためには、20A以上の電流値が必要になる。ここで、1.5V、20A時の負荷のインピーダンスは僅か75mΩであり、異常状態のインピーダンスがこれ以下の値でないと電源回路の出力は停止されない。従って、レアショート(低いながらもある程度の抵抗値を持った短絡状態)等が発生した場合には、過電流保護機能が働かずターゲット回路の焼損に至り易くなる。

【0020】LSIの製造プロセスのさらなる微細化によってさらなる電源電圧の低下が起こり、マルチタスクOS等の発展と共に複数デバイスの並列動作化も進んでいる。このため、CPUを含むデジタル機器用の電源回路は、現在も益々の低電圧化および大電流化が進行している。よって、過電流保護回路の動作閾値の精度と変換効率の維持の双方を両立させることが電源回路に要求されている。

【0021】本発明は、上記従来技術の課題を解決するためになされたものであり、CPU用の電源回路等のように低電圧で大電流を出力する降圧DCDCコンバータにおいてセンス抵抗による変換効率の低下を防ぐと共に、過電流保護機能が作動する閾値の精度を向上させることができる降圧DCDCコンバータの過電流保護動作制御方法、降圧DCDCコンバータの過電流保護動作判定集積回路、降圧DCDCコンバータの過電流保護動作判定回路モジュールおよび降圧DCDCコンバータの制御集積回路並びにコンピュータ用の基板を提供することを目的とする。

【0022】

【課題を解決するための手段】本発明の降圧DCDCコンバータの過電流保護動作制御方法は、入力電源電圧の変動を許容し、入力された電源電圧を変換して降圧した電圧を出力する降圧DCDCコンバータに対して過電流保護動作を制御するための方法であって、降圧DCDCコンバータの電源電圧入力部側にセンス抵抗を挿入して入力部側の電圧値および電流値を検出し、検出した両値および両値から計算した電力値が正常動作域であるか否かを判断し、いずれかの値が正常動作域外であると判断

された場合に、スイッチングを制御する制御回路を出力停止状態にするように制御しており、そのことにより上記目的が達成される。

【0023】本発明の降圧DCDCコンバータの過電流保護動作判定集積回路は、入力電源電圧の変動を許容し、入力された電源電圧を変換して降圧した電圧を出力する降圧DCDCコンバータに対して過電流保護動作を行わせるか否かを判定するための集積回路であって、降圧DCDCコンバータの電源電圧入力部から入力される電圧値および電流値を検出する手段と、検出された両値および両値から計算した電力値が正常動作域であるか否かを判断する手段と、いずれかの値が正常動作域外であると判断された場合に、降圧DCDCコンバータのスイッチングを制御する制御用回路に対して、出力停止状態にすることを指示する停止信号を出力する手段とを備えており、そのことにより上記目的が達成される。

【0024】本発明の降圧DCDCコンバータの過電流保護動作判定回路モジュールは、入力電源電圧の変動を許容し、入力された電源電圧を変換して降圧した電圧を出力する降圧DCDCコンバータに対して過電流保護動作を行わせるか否かを判定するための回路モジュールであって、降圧DCDCコンバータに対して電源電圧入力部から入力される電圧値および電流値を検出する手段と、検出された両値および両値から計算した電力値が正常動作域であるか否かを判断する手段と、いずれかの値が正常動作域外であると判断された場合に、降圧DCDCコンバータのスイッチングを制御する制御用回路に対して、出力停止状態にすることを指示する停止信号を出力する手段とがプリント基板上に配置されており、そのことにより上記目的が達成される。

【0025】本発明の降圧DCDCコンバータの制御集積回路は、入力電源電圧の変動を許容し、入力された電源電圧を変換して降圧した電圧を出力する降圧DCDCコンバータを制御するための集積回路であって、降圧DCDCコンバータに対して電源電圧入力部から入力される電圧値および電流値を検出する手段と、検出された両値および両値から計算した電力値が正常動作域であるか否かを判断する手段と、降圧DCDCコンバータのスイッチングを制御する手段と、いずれかの値が正常動作域外であると判断された場合に、降圧DCDCコンバータのスイッチングを制御する手段に対して、出力停止状態にすることを指示する停止信号を出力する手段とを同一チップ内に備えており、そのことにより上記目的が達成される。

【0026】本発明のコンピュータ用の基板は、降圧DCDCコンバータに対して電源電圧入力部から入力される電流を検知するためのセンス抵抗と、本発明の請求項2に記載の降圧DCDCコンバータの過電流保護動作判定集積回路または本発明の請求項3に記載の降圧DCDCコンバータの過電流保護動作判定回路モジュールと、

DCDCコンバータ制御ICとを用いて過電流保護動作を制御した降圧DCDCコンバータによって、ターゲット回路に電源電圧を供給しており、そのことにより上記目的が達成される。

【0027】本発明のコンピュータ用の基板は、降圧DCDCコンバータに対して電源電圧入力部から入力される電流を検知するためのセンス抵抗と、本発明の請求項4に記載の降圧DCDCコンバータの制御集積回路とを用いて過電流保護動作を制御した降圧DCDCコンバータによって、ターゲット回路に対して電源電圧を供給しており、そのことにより上記目的が達成される。

【0028】以下、本発明の作用について説明する。

【0029】本発明にあつては、降圧DCDCコンバータの電源電圧入力部側にセンス抵抗を挿入しているので、上述した従来技術1で問題となっていたようなセンス抵抗によるロスを低減して変換効率を向上することが可能となる。また、精度の高いセンス抵抗を用いて電流および電圧を検出することができるので、上述した従来技術2および従来技術3のように温度によって抵抗値やインダクタンスの値が大きく変動したり、製造ばらつきの大きい部品を電流検知に用いる必要がなく、検出精度を確保することが可能となる。また、電流だけではなく電圧も監視して、電流および電圧の両面から正常動作域であるか否かを判定しているので、入力電圧の変動にも対応可能である。さらに、センス抵抗を出力側ではなく、入力側に配置しているので、出力側に配置した場合に比べて、大電流が流れる部分で部品を1点少なくすることができる。大電流が流れる出力側の部分では、各部品間を最短距離とし、かつ、流れる電流値に応じた最小配線幅を確保する必要があるため、部品が少数であっても配線設計が困難である。その部分で部品を1点でも減らせるので、設計の自由度が格段に大きくなる。また、入力側の部分では流れる電流が小さいため、センス抵抗を配置しても設計上の制約を小さくすることが可能である。

【0030】後述する実施形態において図5に示すように、降圧DCDCコンバータに対して電源電圧入力部から入力される電圧値および電流値を検出する手段と、検出された両値および両値から計算した電力値が正常動作域であるか否かを判断する手段と、いずれかの値が正常動作域外であると判断された場合に、降圧DCDCコンバータのスイッチングを制御する制御用回路に対して、降圧DCDCコンバータの出力停止を指定する信号を出力する手段とを集積回路(IC/LSI)化し、または、これらの各手段をディスクリート部品としてプリント基板上に配置してモジュール化することにより、後述する実施形態において図5に示すように、既存のDCDCコンバータ制御ICの外部に付加して、降圧DCDCコンバータの過電流保護動作を制御することが可能となる。

【0031】または、後述する実施形態において図4に示すように、上記各手段と、降圧DCDCコンバータのスイッチングを制御する制御回路（スイッチング制御部）とを同一チップ内に設けて、DCDCコンバータ制御ICとすることにより、降圧DCDCコンバータの過電流保証動作を制御することが可能となる。

【0032】さらに、降圧DCDCコンバータに対して電源電圧入力部から入力される電流を検知するためのセンス抵抗と、上記各手段を備えた負荷回路や回路モジュールとDCDCコンバータ制御ICとを用いて過電流保証動作を制御した降圧DCDCコンバータによって、CPU等のターゲット回路に電源電圧供給を行うことにより、ターゲット回路に効率良く電源電圧を供給すると共に、過電流保証動作を確実に実行して安全性を確保することが可能である。

【0033】または、降圧DCDCコンバータに対して電源電圧入力部から入力される電流を検知するためのセンス抵抗と、上記各手段および降圧DCDCコンバータのスイッチングを制御する制御回路を同一チップ内に設けたDCDCコンバータ制御ICとを用いて過電流保証動作を制御した降圧DCDCコンバータによって、CPU等のターゲット回路に電源電圧供給を行うことにより、ターゲット回路に効率良く電源電圧を供給すると共に、過電流保証動作を確実に実行して安全性を確保することが可能である。

【0034】

【発明の実施の形態】 通常、同期整流型の降圧DCDCコンバータを基板上に実現する場合には、コンバータ用制御IC（スイッチング制御と各種保証機能の両方が作り込まれている）と、そのICが指定する部品（FET、入出力コンデンサ等）を基板に実装する。本発明は、このICの保証機能の1つである過電流保証機能の改善を図ったものである。

【0035】一般に、温度や入力電圧がDCDCコンバータの変換効率に与える影響については、その変化量を多く見積もっても、周囲温度の影響が5%程度、入力電圧の影響が10%程度であり、これらの負荷条件が一定であれば、上述した従来技術2や従来技術3による誤差に比べると十分に少ないものである。これを利用して、本発明では、出力ではなく入力の状態での過電流保証動作を行うか否かを判定する。

【0036】本発明の実施の形態としては、（1）制御IC自身に改善機能を内蔵したもの、および（2）既存の制御ICに本発明の機能を実現するための外付け回路を設けたものの2通りが考えられる。

【0037】以下に、本発明の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。

【0038】図1は本発明の一実施形態である過電流保証動作制御方法を説明するための図である。これは、同期整流型降圧DCDCコンバータの基本回路であって、

入力部Vin、出力部Vout、入力コンデンサCin、出力コンデンサCout、フリーホイールダイオードD、チョークコイルL、MOSFET Q1、Q2およびDCDCコンバータ制御IC14から構成されている。

【0039】本実施形態は、この基本回路の入力部Vinにセンス抵抗Rsを追加し、DCDCコンバータ制御IC14の中に本発明を実現するための過電流保証動作判定部3を内蔵させたものである。以下に、各部分について説明する。

【0040】センス抵抗Rsは、電流の値を電圧に変換するために挿入する抵抗であり、過電流状態をDCDCコンバータ制御IC14によって検出するために挿入する。

【0041】DCDCコンバータ制御IC14は、スイッチング制御部4および保証機能部を併せ持つICである。そのスイッチング制御部は、MOSFET Q1、Q2のON、OFFを制御するための回路であり、出力電圧を一定に保つために出力電圧を常時監視している。出力電圧が定格値よりも低くなると、MOSFET Q1のON時間の比率を多くしてエネルギーの供給を増やして電圧を上げ、電圧が定格値よりも高くなると、MOSFET Q1のON時間の比率を少なくしてエネルギーの供給を減らして電圧を下げる。保証機能部は、過電流保証、過電圧保証および過熱保証等、DCDCコンバータ（ユニット）自身と負荷回路（CPU等）の双方を異常状態から保証するために、動作状態を常時監視し、異常状態を発見するとスイッチング制御部に停止指令を出す。スイッチング制御部は、保証機能部からの指示で出力を停止する場合には、MOSFET Q1をOFFさせてエネルギーの供給を停止する。

【0042】入力部Vinにおいて、例えばノートブック型PCでは電源（ACアダプタや電池）等の状態により電圧が異なり、電池の場合には電池の状態（残量や温度等）によりさらに電圧が常時変動する。例えば、ACアダプタの場合には19Vであり、電池の場合には16.8V～12Vである。

【0043】入力コンデンサCinは、MOSFET Q1=OFFの期間に入力部Vinからエネルギーを蓄積し、MOSFET Q1=ONの期間に蓄えたエネルギーを放出する。MOSFET Q1=ON時の放電電流値はチョークコイルLを流れる電流値に匹敵する。よって、入力コンデンサCinには、放電時のみ大電流が流れる。

【0044】MOSFET Q1はハイサイドトランジスタであり、入力コンデンサCinとチョークコイルLとの間のON-OFFを制御する。MOSFET Q1がONになると、OFFの期間に蓄積された入力コンデンサCinのエネルギーがチョークコイルL、出力コンデンサCoutおよび出力部Voutに供給される。そ



して、MOSFET Q1のON-OFFを高速に繰り返す(数100kHz)ことにより、降圧DCDCコンバータが動作し、ON時間とOFF時間の比率で出力されるエネルギーの量が調節されて出力電圧および出力電流が制御される。このMOSFET Q1は、大電流が流れ、発熱が激しくなる部品である。

【0045】チョークコイルLは、MOSFET Q1=ONの期間に磁気形でエネルギーを蓄え、MOSFET Q1=OFFの期間に電流の形で出力コンデンサCoutおよび出力部Voutに放出する。よって、チョークコイルLを流れる電流の最大値は、出力電流以上になる。なお、MOSFET Q1=OFFのときにチョークコイルLのエネルギーを放出するための閉回路を構成するためには、帰還ダイオードが必要となる。このチョークコイルLは、大電流が流れ、発熱が激しくなる部品である。

【0046】フリーホイールダイオードDとしては、通常、順方向電圧降下が低いことを特徴とするショットキーダイオードを使用する。MOSFET Q1=ONの期間にチョークコイルLに蓄積されたエネルギーが、MOSFET Q1のOFF期間に出力コンデンサCoutに移動する。このとき、このフリーホイールダイオードDを過ってチョークコイルLに電流が流れる。よって、最短距離で配線しないと、ノイズが発生して出力に激しいスパイクノイズが発生する他、ノイズによるMOSFET Q2の誤動作を引き起こすこともある。

【0047】MOSFET Q2はローサイドトランジスタであり、フリーホイールダイオードDの両端のON-OFFを制御する。フリーホイールダイオードDに順方向電流が流れる期間と同期してMOSFET Q2がONにすることにより、フリーホイールダイオードでの電圧降下を0にして、効率を大きく改善する。MOSFET Q1、Q2が同時にON状態になると、入力部VinとGNDが短絡してしまうため、そうならないようにどちらか一方がONになった後に必ず両方がOFFの状態を経てから、他方がONになるようにする。なお、MOSFET Q1、Q2が同時にOFFになる期間があるため、フリーホイールダイオードDを省略することはできない。このMOSFET Q2は、大電流が流れ、発熱が激しくなる部品である。

【0048】出力コンデンサCoutは、出力電圧を平滑化するためのものであり、チョークコイルLを流れる電流が出力電流よりも大きいときにはエネルギーを蓄え、少なくなったときにエネルギーを放出する。CPU用電源では、その激しい負荷変動に対応するために、大容量(数千μF程度)が必要とされ、数百μFクラスのコンデンサを並列接続して容量を得る。よって、この出力コンデンサCoutには大電流が流れる、最短距離で配線しないとリップルやノイズが大きくなる。

【0049】出力部Voutにおいて、本発明が最も好

適に用いられる用途であるCPU用電源を例に挙げると、現状では1.4V-2.0A程度が主流であるが、今後は更なる低電圧大電流化が進むと考えられる。

【0050】次に、上記同期整流型降圧DCDCコンバータにおける降圧原理について説明する。MOSFET Q1をONすると、入力部Vinおよび入力コンデンサCinからチョークコイルL、出力コンデンサCoutおよび出力部Voutにエネルギーが供給され、MOSFET Q1をOFFすると、エネルギーの供給が止まる。通常、MOSFET Q1は、ON-OFFの繰り返しを高速(数100kHz)に行っており、単位時間当たりのON期間とOFF期間の比率でエネルギーの供給量を制御することができる。

【0051】DCDCコンバータ制御ICのスイッチング制御部は、出力電圧を常時監視しており、出力電圧が定格値よりも低くなるとMOSFET Q1のON時間の比率を多くしてエネルギーの供給を増やして電圧を上げ、電圧が定格値よりも高くなるとMOSFET Q1のON時間の比率を少なくしてエネルギーの供給を減らして電圧を下げる。このような制御により、降圧DCDCコンバータを定電圧電源として機能させることができる。

【0052】MOSFET Q1がOFF期間中にも出力電圧および出力電流を維持する役割はチョークコイルLと出力コンデンサCoutが担っている。MOSFET Q1のON期間中にチョークコイルLと出力コンデンサCoutにエネルギーを蓄積し、MOSFET Q1のOFF期間中に蓄積したエネルギーを放出する。チョークコイルLが出力部Voutにエネルギーを放出するためには、チョークコイルLが挿入されている回路が閉回路である必要があるため、フリーホイールダイオードDを設けている。

【0053】MOSFET Q2はフリーホイールダイオードDでの順方向電圧降下による損失を低減するために設けられ、フリーホイールダイオードに順方向電流が流れる期間だけONするようにスイッチング制御部が制御する。

【0054】このように構成された降圧DCDCコンバータの入力部Vin側にセンス抵抗Rsを挿入する。そして、入力された電流および電圧を検出する入力電流検出部1および入力電圧検出部2を設けた過電流保護動作判定部3により、これらの検出部1、2から得られる電圧値および電流値を用いて過電流保護動作を行わせるかを判定する。この過電流保護動作判定部3は、予め規定しておいた正常動作域から外れたと判断した場合に、降圧DCDCコンバータのMOSFET Q1、Q1をスイッチング制御する電源制御部(スイッチング制御部4)に対して出力停止を指示する停止信号を出力する。これによって、降圧DCDCコンバータからの出力が停止される。

【0055】正常動作域は、図2に示すように、電圧値および電流値によって2次元で定義され、最小入力電圧、最大入力電圧、最大入力電流および最大入力電力によって規定される。なお、最大入力電力は、入力電力による変換効率の変化が小さい場合には1つの最大電力値で判定する。また、入力電圧範囲が非常に大きく、入力電圧による変換効率への影響も考慮したい場合には入力電圧に応じた効率変換分を加算する。

【0056】これにより、過電流状態の検出誤差を、変換効率の変動幅(約10%)とセンス抵抗 $R_s$ の精度(1%以下)に抑えることができる。また、高電圧で低電流である入力側にセンス抵抗 $R_s$ を挿入することにより、センス抵抗 $R_s$ でのロスを大幅に削減することができる。

【0057】例えば、入力電圧範囲が10V~20V、出力電圧が1.5V、出力電流が10A、センス抵抗 $R_s$ 以外(MOSFET Q1、Q2、チョークコイルL、フリーホイールダイオードD、入力コンデンサC<sub>out</sub>、出力コンデンサC<sub>in</sub>)での損失の合計を2W(入力電圧による損失の変動はこの試算では無いものとする)、過電流保護動作判定部3にあるセンス抵抗 $R_s$ 端子間電圧測定部(入力電圧検出部2に設けられている)の入力下限値(これ以下の電圧を検出できない)を100mVとした場合について考える。

【0058】上述した従来技術1のように負荷(ターゲット回路)側にセンス抵抗を設けた場合、出力電流10Aで100mVを検知するためには、10mΩの抵抗を挿入する。この場合の損失は、 $10A \times 10A \times 10m\Omega = 1W$ となる。

【0059】これに対して、本発明のように入力側にセンス抵抗を設けた場合、DCDCコンバータによる損失を含む入力電力値で判定するため、入力電圧によって保護機能が動作する電流値が変動する。この場合、過電流保護機能を動作させるための入力電力(保護動作入力電力)は、

$$[\text{保護動作入力電力}] = [\text{保護動作出力電力}] + [\text{センス抵抗 } R_s \text{ 以外での全損失電力}] = 1.5V \times 10A + 2W = 17W$$

となる。センス抵抗 $R_s$ の値は、過電流保護機能を動作させる最小入力電流値のときにも検出下限電圧(入力下限値)に達している必要があるので、

$$[\text{保護動作最小入力電流}] = [\text{保護動作入力電力}] / [\text{最大入力電圧}] = 17W / 20V = 0.85A$$

$$[\text{設定すべきセンス抵抗 } R_s \text{ の抵抗値}] = [\text{検知電圧下限}] / [\text{最小入力電流}] = 100mV / 0.85A = 117m\Omega$$

となる。保護機能が動作する入力電流値は入力電圧に依存し、

$$[\text{保護動作入力電流}] = [\text{保護動作入力電力}] / [\text{入力$$

電圧]

で決まるので、センス抵抗 $R_s$ での損失は、

$$[\text{センス抵抗 } R_s \text{ での損失}] = [\text{保護動作入力電流}] \times [\text{保護動作入力電流}] \times [\text{センス抵抗 } R_s \text{ の抵抗値}]$$

となる。以上の計算式に試算条件を代入すると、入力電圧が最大(20V)のときにセンス抵抗 $R_s$ での損失が最小になり、

$$[\text{保護動作入力電流}] = 0.85A$$

$$[\text{センス抵抗 } R_s \text{ での損失}] = 0.085W$$

となり、入力電圧が最小(10V)のときにセンス抵抗 $R_s$ での損失が最大になり、

$$[\text{保護動作入力電流}] = 1.7A$$

$$[\text{センス抵抗 } R_s \text{ での損失}] = 0.338W$$

となる。よって、従来方式においてセンス抵抗 $R_s$ での損失が1Wであるのに比べると、本発明によればセンス抵抗での損失を大幅に削減できることが分かる。

【0060】なお、本実施形態では、部品温度による補正は行わなくてもよい。その理由は、上述したように周囲温度の変化で効率が5%以上も変化することは無いからである。本発明が対象としている降圧DCDCコンバータにおいて、一般的な変換効率は90%前後であり、効率の変動量=電流値の変動量であるので、本発明の精度面には5%程度しか影響が生じない。さらに、部品温度を検知する部品(センサーと温度を読み取るための部品)が必要となる上、どの部品温度を測定するのかによっても測定結果が変わって精度が期待できず、効果とコストとが折り合わないためである。これに対して、電池で駆動されるPC等では、入力電圧が20V前後~8V前後まで変動するため、効率の変化が10%程度起こることがある。本発明では、入力電圧を検出する機能を持っているため、この補正を補正係数の設定と演算処理を追加するだけで実現することができる。よって、コストが殆どかからず、かつ、効果を確実に見込むことができる。

【0061】さらに、本発明において、基板上に降圧DCDCコンバータを構成する際には、入力コンデンサC<sub>in</sub>、MOSFET Q1、Q2、チョークコイルL、出力コンデンサC<sub>out</sub>および制御IC(スイッチング制御部4)には大電流が流れるか、または大電流を高速制御するために最短距離で配線配置する必要がある。しかし、センス抵抗 $R_s$ には、その必要がない。その理由は、入力側は出力側に比べて電流値が小さいからである。例えば、上記試算例の条件では、入力側に挿入する場合には2A程度で済むが、出力側に挿入する場合には10Aが流れる。よって、センス回路 $R_s$ を降圧DCDCコンバータを構成する他の部品から離して配置することができ、配置の自由度および放熱の容易さの点からも好ましい。なお、本発明が好適に用いられる用途(例えばCPU用電源)では、MOSFET Q1のOFF時間がON時間よりも圧倒的に長いため、MOSFET

Q1のOFF中に充電される入力コンデンサC<sub>in</sub>と入力部V<sub>in</sub>との接続には多少距離が存在しても問題ない。しかし、MOSFET Q1がONすると、チョークコイルLに流れる電流のうちの大半を入力コンデンサC<sub>in</sub>が供給するため、入力コンデンサC<sub>in</sub>の放電電流が非常に大きくなる。よって、入力コンデンサC<sub>in</sub>は、MOSFET Q1の近傍に最短距離で配線しないと、配線の抵抗が原因となった効率の低下や、配線のインダクタンスによるMOSFET Q1の動作不良を招く場合がある。

【0062】以下に、上記過電流保護動作判定部3について、図3を用いてさらに詳しく説明する。ここでは、入力電流検出部1、入力電圧検出部2、電力計算部5、電力上限補正部6、最大電流判定部7、最大電力判定部8、最小電圧判定部9、最大電圧判定部10、停止信号出力回路11、各種限界値設定部および電力補正係数設定部12、各種限界値と補正係数の保持回路16が設けられている。

【0063】入力電流検出部1には、センス抵抗R<sub>s</sub>の両端の電位差が入力され、その電位差を入力電流値を示す内部処理用の信号に変換して出力する。

【0064】入力電圧検出部2には、入力コンデンサC<sub>in</sub>の両端の電位差が入力され、その電位差を入力電圧値を示す内部処理用の信号に変換して出力する。

【0065】電力計算部5には、入力電流値を示す信号と入力電圧値を示す信号とが入力され、両者を乗算して得られる入力電力値を示す信号を出力する。

【0066】各種限界値と補正係数の保持回路16は、DCDCコンバータ制御ICの保護動作電圧値や電流値、補正係数等の設定情報をアナログ信号（電圧値）またはROM等のデジタル値の形で保持し、DCDCコンバータ制御ICに各々の保持方法に適した方法で出力する。この保持回路16からは、最大入力電流値を示す信号、最小入力電圧値を示す信号、最大入力電圧値を示す信号および電力補正係数値を示す信号が出力される。

【0067】各種限界値設定部および電力補正係数設定部12には、最大入力電流値を示す信号、最小入力電圧値を示す信号、最大入力電圧値を示す信号および電力補正係数値を示す信号が入力される。そして、入力を電力上限補正部、最大電流判定部、最小電流判定部および最大電圧判定部での処理に好都合な信号に変換し、内部処理用の最大入力電流値を示す信号、最小入力電圧値を示す信号、最大入力電圧値を示す信号および電力補正係数値を示す信号を出力する。

【0068】電力上限補正部6には、入力電圧を示す信号、最大入力電力値を示す信号、電力補正係数値を示す内部処理用の信号が入力される。そして、入力電圧と補正係数から計算した補正值により最大入力電力値を補正して、補正済み最大入力電力値を示す信号を出力する。

【0069】最大電流判定部7には、入力電流値を示す

信号および内部処理用の最大入力電流値を示す信号が入力される。そして、2値を比較して限界値以内であるかどうかを判定し、最大電流判定結果を示す信号を出力する。

【0070】最小電圧判定部9には、入力電圧値を示す信号および内部処理用の最小入力電圧値を示す信号が入力される。そして、2値を比較して限界値以内であるかどうかを判定し、最小電圧判定結果を示す信号を出力する。

【0071】最大電圧判定部10には、入力電圧値を示す信号および内部処理用の最大入力電圧値を示す信号が入力される。そして、2値を比較して限界値以内であるかどうかを判定し、最大電圧判定結果を示す信号を出力する。

【0072】最大電力判定部8には、入力電力値を示す信号および補正済み最大入力電力値を示す信号が入力される。そして、2値を比較して限界値以内であるかどうかを判定し、最大電力判定結果を示す信号を出力する。

【0073】停止信号出力回路11には、最大電流判定結果を示す信号、最小電圧判定結果を示す信号、最大電圧判定結果を示す信号および最大電力判定結果を示す信号が入力される。そして、いずれか1つの入力でも異常を示す判定結果がある場合には、停止信号を生成してスイッチング制御部4に出力する。一度停止信号が発生すると、電源がOFFされるまで（V<sub>in</sub>への電源供給が止まるまで）保持する。

【0074】スイッチング制御部4は、この停止信号出力回路11からの停止信号または他の保護機能部13（例えば過電圧保護機能や過熱保護機能）からの停止信号を受けて出力を停止し、これによって降圧DCDCコンバータからターゲット回路への電圧出力が停止される。

【0075】例えばアナログ回路の場合には、各検出部をアナログ増幅器、電力計算部をアナログ乗算器、各判定部をコンパレータ、停止信号出力回路をロジック回路で構成することができる。また、デジタルロジック回路で構成する場合には、各検出部や設定値入力部をA/D変換器、電力計算部をデジタル乗算器、各判定部や停止信号出力回路をロジック回路で構成することができる。さらに、マイクロコンピュータで構成する場合には、各検出部をA/D変換器、電力計算部、各判定部や停止信号出力回路をマイクロコンピュータで構成することができる。

【0076】このような過電流保護動作判定部3は、例えば図4に示すように、電源制御回路（スイッチング制御部）と同一パッケージ内に設けてDCDCコンバータ制御IC14を構成してもよい。また、図5に示すように、過電流保護動作判定部を単独でモジュール化もしくはIC化して過電流保護動作判定ICもしくは過電流保護動作判定回路モジュール3aを作製するか、または基

板上に個別部品を作製し、これと既存のDCDCコンバータ制御IC15とを組み合わせてもよい。

【0077】図6は、本発明の一実施形態であるコンピュータ用の基板の構成例を説明するためのブロック図である。このコンピュータ用の基板には、上述したような本発明を用いた降圧DCDCコンバータと、ターゲット回路であるCPU（例えばPentiumIII（商品名））とが搭載されている。ACアダプタ（AC-adap-ter）が繋がっているときにはアダプタからDC20Vの電源が、ACアダプタが無いときには電池パック（Li-ION battery pack）からDC12.6V～10Vの電源が自動的に選択される。そして、CPU用電源回路によって降圧されたDC1.6V/15Aの電源電圧がCPUに対して供給されるようになっている。

【0078】このコンピュータ用の基板では、本発明を用いた降圧DCDCコンバータによりCPUに電源電圧を供給しているので、変換効率を向上して低消費電力化を図ることができる。また、過電流状態の検出精度を高くすると共に入力電圧の変動にも対応することができるので、安全性を向上させることができる。さらに、部品配置の自由度が大きく、放熱が容易であるので発熱による効率低下を防ぐこともできる。

【0079】

【発明の効果】以上詳述したように、本発明によれば、降圧DCDCコンバータの電源電圧入力部側にセンス抵抗を挿入することができるので、センス抵抗によるロスを低減して降圧DCDCコンバータの変換効率を向上することができる。また、温度係数や製造ばらつきの大きい部品を電流検知に使用せず、精度の高いセンス抵抗を使用することにより、検出精度を確保することができる。よって、過電流状態で保護動作が動作しなかったり、誤動作するのを防いで安全性を向上することができる。また、電流だけではなく電圧も監視して、電流および電圧の両面から正常動作域であるか否かを判定するので、入力電圧の変動にも対応することができる。さらに、センス抵抗を出力側ではなく、入力側に配置することにより、出力側の大電流が流れる部分で部品を1点少なくすることができる。よって、部品配置の自由度を大きくすることができ、放熱も容易に行うことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態である過電流保護動作制御

方法を説明するためのブロック図である。

【図2】本発明の一実施形態である過電流保護動作判定部により判定される降圧DCDCコンバータの正常動作域について説明するための図である。

【図3】本発明の一実施形態である過電流保護動作判定部の構成を説明するためのブロック図である。

【図4】本発明の一実施形態である過電流保護動作判定部を含むDCDCコンバータ制御ICの構成を説明するためのブロック図である。

【図5】本発明の一実施形態である過電流保護動作判定部を単独でモジュール化もしくはIC化し、または基板上に個別部品で作製し、既存のDCDCコンバータ制御ICと組み合わせた構成例を説明するためのブロック図である。

【図6】本発明の一実施形態であるコンピュータ用の基板の構成例を説明するためのブロック図である。

【図7】従来技術1の過電流保護動作制御方法を説明するためのブロック図である。

【図8】従来技術2の過電流保護動作制御方法を説明するためのブロック図である。

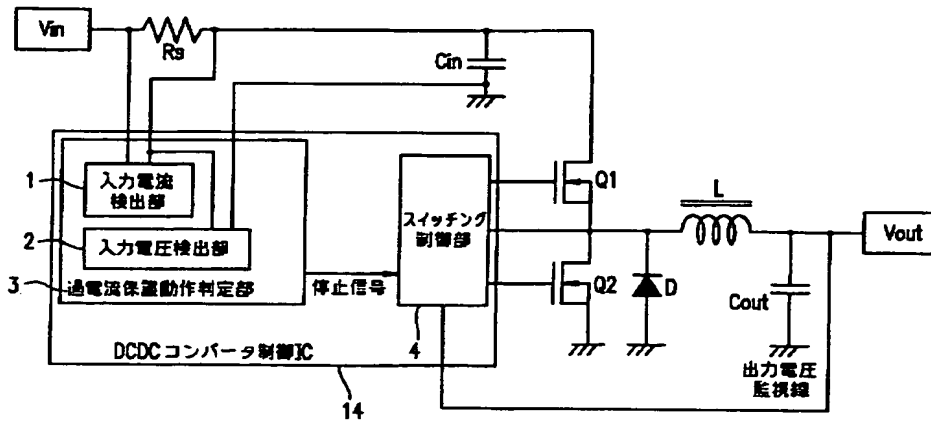
【図9】従来技術3の過電流保護動作制御方法を説明するためのブロック図である。

【符号の説明】

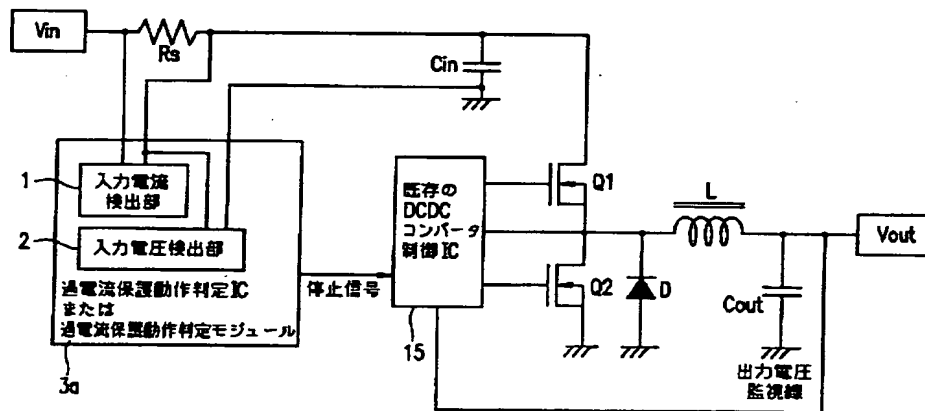
- 1 入力電流検出部
- 2 入力電圧検出部
- 3 過電流保護動作判定部
- 3a 過電流保護動作判定ICまたは過電流保護動作判定モジュール
- 4 スイッチング制御部
- 5 電力計算部
- 6 電力上限値補正部
- 7 最大電流判定部
- 8 最大電力判定部
- 9 最小電圧判定部
- 10 最大電圧判定部
- 11 停止信号出力回路
- 12 各種限界値設定部および電力補正係数設定部
- 13 他の保護機能部
- 14 DCDCコンバータ制御IC
- 15 既存のDCDCコンバータ制御IC
- 16 各種限界値と補正係数の保持回路

Figure 1 is a block diagram of a DCDC converter control system. The system includes an input voltage  $V_{in}$ , a series resistor  $R_s$ , and a capacitor  $C_n$ . The control circuit (3) contains several functional blocks: 1. Input current output section (1), 2. Input voltage output section (2), 5. Power calculation section (5), 6. Power upper limit correction section (6), 7. Maximum current judgment section (7), 8. Maximum power judgment section (8), 9. Minimum voltage judgment section (9), 10. Maximum voltage judgment section (10), 11. Stop signal output circuit (11), 12. Various threshold and correction coefficient setting section (12), 13. Other protection function section (13), 14. DCDC converter control IC (14), and 15. Various threshold and correction coefficient holding circuit (15). The system also includes a stop signal output circuit (11) and a stop signal output circuit (11).

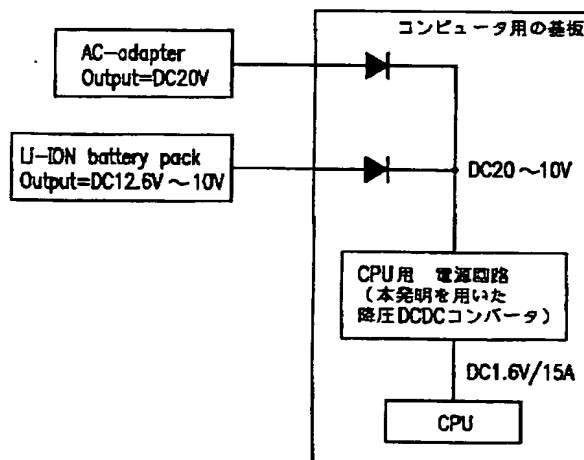
【図4】



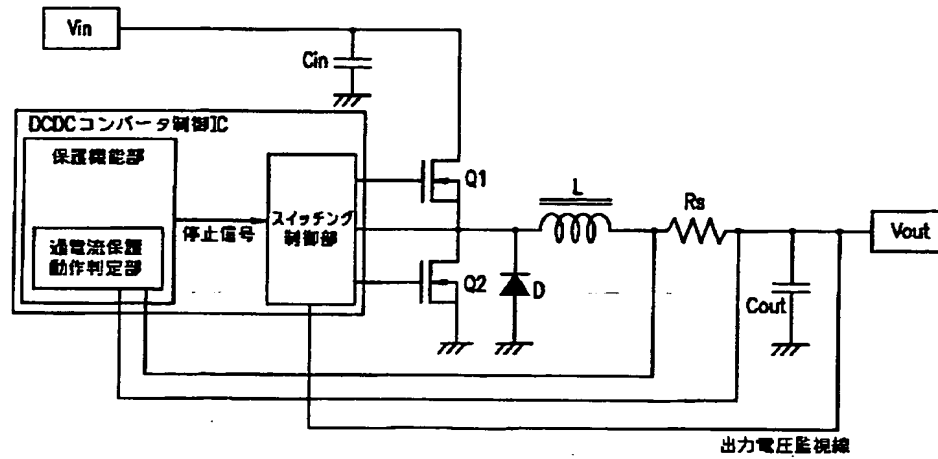
【図5】



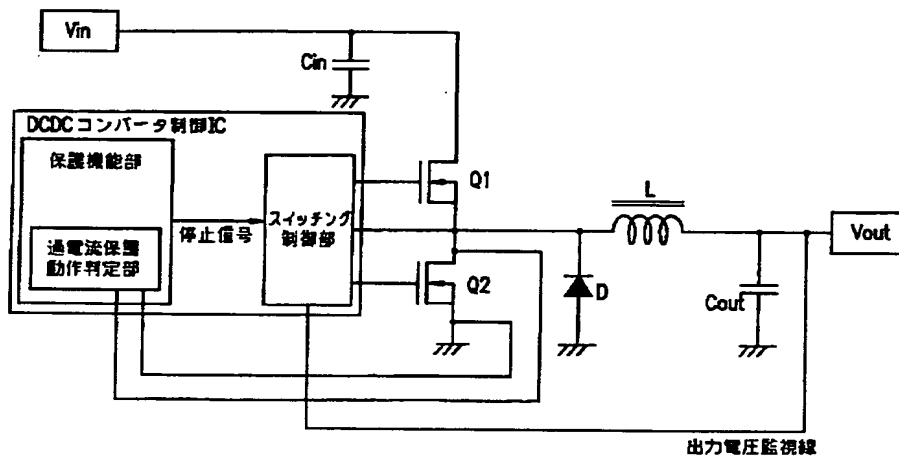
【図6】



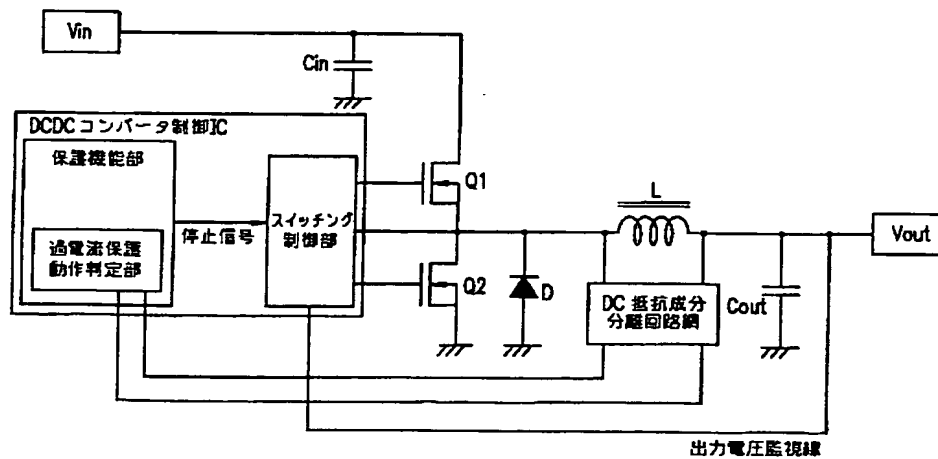
【図7】



【図8】



【図9】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5F038 BB04 BB08 BH15 BH16 BH19  
BH20 DF01 DF03 DF04 DF07  
DF16 DT12 DT18 EZ20  
5H730 AA14 AA20 AS01 AS05 AS19  
BB13 DD04 EE13 FD01 FD11  
FD41 FF09 FG15 XX03 XX15  
XX22 XX32 XX35 XX43

(54) 【発明の名称】 降圧DCDCコンバータの過電流保護動作制御方法、降圧DCDCコンバータの過電流保護動作判定集積回路、降圧DCDCコンバータの過電流保護動作判定回路モジュールおよび降圧DCDCコンバータの制御集積回路並びにコンピュータ用の基板